

基于改进 SPM 的海上 NB-IoT 覆盖研究

胡正^{1,2}, 陈褒丹¹, 任佳¹, 樊雨沛¹, 汪炼¹

(1. 海南大学信息科学技术学院, 海南 海口 570228; 2. 勃艮第大学 LE2I 实验室, 法国 第戎 21078)

摘要: 针对电磁波海上传播的特性, 在 SPM 的基础上提出一种改进的海面传播模型, 同时提出一种基于 WLS 算法的传播模型校正算法, 并利用琼州海峡海面 CW 测试数据对改进 SPM 参数进行校正。根据校正后的传播模型, 利用琼州海峡海岸现有基站对 NB-IoT 覆盖进行链路级仿真和覆盖仿真。实验结果表明, 所提方法能有效地实现对琼州海峡的 NB-IoT 覆盖, 对于 NB-IoT 网络实际部署具有指导意义, 有助于海上物联网的科学研究。

关键词: 窄带物联网; 标准传播模型; 加权最小二乘算法; 连续波测试; 链路预算

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019079

Research on sea surface NB-IoT coverage based on improved SPM

HU Zheng^{1,2}, CHEN Baodan¹, REN Jia¹, FAN Yupei¹, WANG Lian¹

1. College of Information Science and Technology, Hainan University, Haikou 570228, China

2. Laboratory LE2I, University de Bourgogne, Dijon 21078, France

Abstract: Based on the standard SPM, an improved sea surface propagation model was proposed. At the same time, a propagation model correction algorithm based on WLS algorithm was proposed. Using the CW test data of Qiongzhou Strait, the parameters of the improved SPM were corrected. Based on the corrected propagation model, the current base station of Qiongzhou Strait coast was used to carry out link level simulation and coverage simulation for NB-IoT. The experimental results show that the proposed method can effectively achieve the coverage of NB-IoT in Qiongzhou Strait and contribute to the scientific research of Internet of things.

Key words: narrowband Internet of things, standard propagation model, weighted least squares method, continuous wave testing, link budget

1 引言

随着通过琼州海峡的大型船只数量逐年增多, 随之而来的船舶污染日益严重, 因此急需一种智能化的船舶监管手段, 提高对船舶的监管效率。

使用电信运营商网络来实现船舶的联网^[1-2]是海上船联网覆盖最有效的方法。但长期演进 (LTE,

long term evolution) 网络存在基站覆盖范围小、设备和终端成本高、可用频谱资源紧缺等问题, 限制了海上船联网的发展^[3]。2016 年 6 月, 窄带物联网 (NB-IoT, narrowband Internet of things) 标准得到了 RAN 全会通过, 代表着无线通信产业核心协议的完成, 该标准得到了无线通信行业内的大力支持。NB-IoT 网络以上行传输为主, 系统带宽只

收稿日期: 2018-12-02; 修回日期: 2019-03-21

通信作者: 陈褒丹, cbd@hainanu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61562018, No.61561018); 海南省自然科学基金资助项目 (No.613156, No.614227)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61562018, No.61561018), The Natural Science Foundation of Hainan Province (No.613156, No.614227)

有 200 kHz，主要用于物联网终端的信息检测和上传，很好地解决了目前频谱资源不足的问题。利用 NB-IoT 部署船联网系统将具备广覆盖、广连接、时延敏感度高、设备功耗小、模块成本低等优点^[4-5]。琼州海峡船联网监管的要求是网络覆盖范围大，主要监控船舶方位、航线、航速、污水排放、压载水等数据，传输数据量小，对网络时延、网速要求很低，非常适合建设 NB-IoT 网络。

针对 NB-IoT 网络的覆盖问题，文献[6]对 NB-IoT 的技术特点和性能进行了综述，并对 NB-IoT 和 2G、MTC/eMTC、Wi-Fi、Lora、4G 等网络的各方面性能进行了详细的对比分析，得出 NB-IoT 网络最适合用于物联网数据传输的结论。文献[7]对 NB-IoT 上行、下行的传输速率进行了详细的计算分析，得出有效的传输带宽和传输速率范围。文献[8]分析了 NB-IoT 上行传输能力，得到各种参数下的最大传输速率，并对最大路径损耗（覆盖范围）进行了定量计算。文献[9]分析了信道估计质量和信道相干时间对上行链路覆盖的影响，对 2 种极端信道条件下的上行覆盖性能进行了分析和仿真，并与 NB-IoT 网络实际测量结果对比，验证了仿真的结论。但是，目前对 NB-IoT 的研究还没有针对海上覆盖的特点做出相应的仿真分析，也没有针对海上特征对相应的传播模型做出优化改进。

本文针对电磁波海上传输存在障碍物少、反射系数大、降雨频繁等特点，基于通用标准传播模型（SPM, standard propagation model）提出一种改进的电磁波传播模型，利用琼州海峡海岸现有基站对海上 NB-IoT 覆盖进行链路预算和覆盖仿真。NB-IoT 海上覆盖的研究，对于加强琼州海峡海事监管、交通与环境监测、搜救和维护水上安全有着重要的意义。

2 NB-IoT 网络规划

2.1 网络规划步骤

无线网络规划是实际网络建设的前提，对于网络的实际建设及优化有重要的意义。对于一个新系统，需要对它的覆盖特性和容量进行规划，经过反复覆盖仿真和修改规划，达到覆盖要求后，导出符合规划要求的基站信息及参数，形成最终的网络规划方案。图 1 为 NB-IoT 无线网络规划的主要步骤。

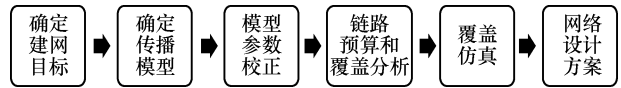


图 1 NB-IoT 无线网络规划的主要步骤

2.2 NB-IoT 部署方式

NB-IoT 网络的系统带宽只有 200 kHz，其子帧结构与 LTE 相同。支持在已建成 LTE 网络频段上带内（in-band）、保护带（guard-band）部署，以及在已用网络频段外独立（stand-alone）部署^[10]，不会占用现有网络的带宽资源，能够更好地保障船联网业务与 LTE 业务的独立性。

1) in-band 是指在 LTE 的载波上传输，占用其一个物理资源块（PRB, physical resource block），如图 2 所示。但是，in-band 模式需要减小下行功率来降低和 LTE 网络的相互干扰，同时，由于 NB-IoT 使用 LTE 频段内的资源，会减少 LTE 网络的系统容量。

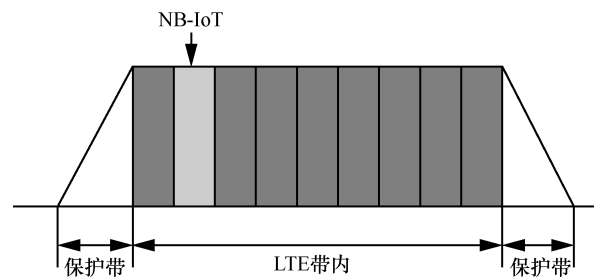


图 2 in-band 部署

2) guard-band 是指在 LTE 保护带上部署，但与 LTE 带宽的间隔要在 100 kHz 以上，如图 3 所示。该部署方式能有效地利用保护带的资源。然而，guard-band 模式仍需减小下行功率来降低和 LTE 网络的相互干扰，因此其覆盖半径也会随之降低。

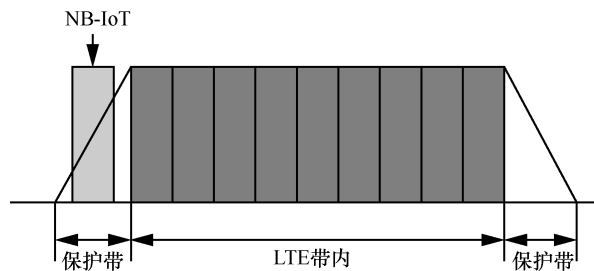


图 3 guard-band 部署

3) stand-alone 是指在 LTE 频段范围外独立部署，如图 4 所示。由于与 LTE 网络是相互独立的，因此不需要考虑和 LTE 系统的相互干扰，与 in-band 和 guard-band 模式相比，stand-alone 下行功率约高 13 dB。

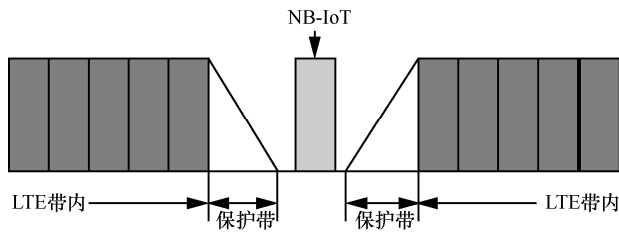


图4 stand-alone 部署

NB-IoT 在 LTE 基础上增加了同步信号，分别为窄带主同步信号（NPSS, narrowband primary synchronization signal）、窄带次同步信号（NSSS, narrowband secondary synchronization signal）和窄带参考信号（NRS, narrowband reference signal）。表 1 是 NB-IoT 的物理信道。相比于 LTE 网络，NB-IoT 信道状态信息（CSI, channel state information）的上报机制和物理混合自动重传请求或指示信道（PHICH, physical hybrid ARQ indicator channel）、上行共享信道（PUCCH, physical uplink control channel）、物理控制格式指示信道（PCFICH, physical control format indication channel）3 个信道被省略，下行没有控制域。由于琼州海峡 NB-IoT 业务以上行为主，因此本文主要关注窄带物理上行共享信道（NPUSCH, narrowband physical uplink shared channel）的覆盖情况。

表 1 NB-IoT 的物理信道

方向	信道名称	信道作用
上行	NPUSCH	上行控制、上行数据发送
	NPRACH	上行随机接入
下行	NPDSCH	下行随机接入、下行数据发送
	NPBCH	广播消息
	NPDCCH	上下行调度

3 海面传播模型研究

电波传播模型是用来预测电磁波传播损耗的模型，其模型参数受地貌、环境等因素影响很大，因此需要针对不同区域使用不同的传播模型参数。准确的传播模型可以用来对网络进行链路预算和网络规划。

经典的电磁波传播模型有 Okumura 模型、Okumura-Hata 模型、COST231-Hata 模型等。Okumura 模型是 Okumura 使用在日本东京收集的数据，建立的无线电传播模型。该模型是经验模型，其传输损耗参数 $L_m(f, d)$ 来自统计测试的曲线，没有精确的数值，使用起来不方便。因此，Hata 基于

Okumura 模型，建立了数学关系来描述传输损耗参数曲线 $L_m(f, d)$ ，提出了 Okumura-Hata 传播模型，但是该模型仅适用于城市地区，且使用的频率范围限于 150 ~ 1 500 MHz^[11]。COST231-Hata 模型基于 Okumura-Hata 模型发展而来，是 Okumura-Hata 模型的补充，适用于 1 500 ~ 2 000 MHz 频段的传输损耗计算^[12]。2012 年，Dalela^[13]在印度西部进行全球微波互联接入（WiMAX, worldwide interoperability for microwave access）传输的 2.3 GHz 实验，基于线性迭代调整方法，使用大量测量数据调整 COST231-Hata 模型的参数，与原始 COST-231 Hata 模型相比，调谐模型的均方根误差减少了 14.4 dB。2014 年，Martine 等^[14]基于 COST231 Hata 模型，提出了通用 SPM，适用于 GMS900/1800、CDMA200 和 LTE 网络的电磁波路径损耗预测。但这些模型只适用于陆地电磁波的传输损耗计算。

在海上电磁波传播模型的研究方面，文献[15-18]在实测数据的基础上比较了 Okumura-Hata 模型、Longley-Rice 模型和基于抛物方程的模型，得出 Longley-Rice 模型比较适合电磁波的海上传播，但是在传输的前 6 km，传播模型和实测数据仍有差距。2017 年，张利军等^[19]将 Hata、Longley-Rice 等模型与海面实测数据比较，得出在 L 波段上，实测的传输损耗与 Hata 模型更为接近，但实测数据大部分仍要大于 Hata 模型。2017 年，Popoola 等^[20]采集了某地近海基站的接收信号强度数据，并与传播模型对比，结果表明 SPM 比 Okumura-Hata、COST 231-Hata 和 Longley-Rice 等模型更加符合实测数据，但具有高均方根误差（RMSE, root mean square error）。2016 年，陈星^[21]基于海上测试路径损耗数据，对 SPM 的参数进行了手动校正，使其更加符合实际测试结果，但是传播模型没有针对海面传输特点做出对应优化，而且手动校正精确度也有待提高。

忽略 SPM 地貌损耗、衍射、移动台高度增益的影响，可以把电磁波传输环境视为平坦地区^[14]，这和海面的传输环境非常相似。但是，电磁波海上传播还需考虑以下 3 个问题：1) 海面大多时候比较平静，障碍物很少，但是反射系数大，电磁波反射损耗比较严重；2) 针对特定海域必须对模型的参数做出相应修正；3) 海上降雨较多，雨衰对电磁波的损耗也比较严重。因此，需要针对琼州海峡海面特点，提出一种基于 SPM 的改进传播模型。

3.1 SPM

SPM 是基于 COST231-Hata 模型提出的, 用于 CDMA 和 LTE 网络频段的信道传输损耗预测。SPM 模型的数学表达式如式(1)所示。

$$L_s = A_1 + A_2 \lg d + A_3 \lg H_b + A_4 \text{diffraction} + A_5 \lg d \lg H_b + A_6 H_m + A_7 \text{clutter} \quad (1)$$

其中, 各参数的意义如表 2 所示。

表 2 SPM 各参数的意义

参数	意义
L_s	传播损耗
A_1	偏移常量
A_2	$\lg d$ 的乘积因子
A_3	基站天线的高度因子
A_4	衍射的乘积因子
A_5	$\lg d \lg H_b$ 的乘积因子
A_6	移动台高度增益乘积因子
A_7	地貌损耗乘积因子
d	基站和移动台之间的距离
H_b	基站天线有效高度/m
diffraction	遇到障碍物发生衍射损耗
clutter	地貌加权平均损耗
H_m	移动台天线高度/m

海面地貌环境类型可以看作 rural 地区, 由经典 Hata 模型公式可知

$$\text{clutter} = -40.98 - 4.78(\lg f_c)^2 + 18.33 \lg f_c \quad (2)$$

其中, f_c 为电磁波频率。衍射、移动台高度增益的影响可以忽略, 模型参数的经验值如表 3 所示。

表 3 SPM 参数的经验值

参数	值
A_1	10.51
A_2	44.9
A_3	5.83
A_4	0
A_5	-6.55
A_6	0
A_7	1

初始化参数 $A_1 \sim A_7$, $H_m = 5 \text{ m}$, $f_c = 1800 \text{ MHz}$, SPM 在 H_b 分别为 30 m、100 m、200 m 时的仿真结果如图 5 所示。由图 5 可知, 当基站高度 H_b 不变时, 传播损耗 L_s 随基站与移动台直线传输距离 d 的增大而增大, 即信号的衰减率随着 d 的增大而减少; 当直线传输距离 d 相同时, 传播损耗 L_s 随着基站天线 H_b 的增加而减少。

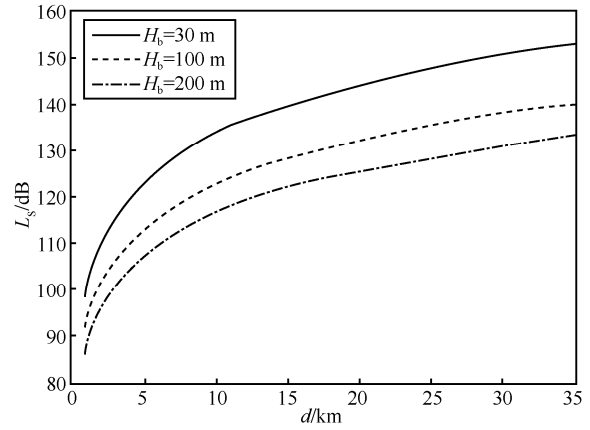


图 5 SPM 的仿真结果

3.2 SPM 的改进

3.2.1 雨衰

降雨对于频率 1 GHz 以上的电磁波的传播影响比较大, 雨滴可以吸收一部分电磁波能量, 并且电磁波受其影响会发生散射。雨滴对电磁波的吸收与散射造成的电波衰减叫作雨衰^[22]。雨滴的直径和信号波长的比值对电磁波的雨衰有很大影响, 雨滴的直径与电磁波的波长 (1.5 mm) 越接近, 电磁波的衰减越大。另外, 雨滴的直径和降雨强度有着重要的关系。

本文采用 HPM (high power microwave)^[23]模型来计算雨衰对电磁波的损耗, 适合 1~350 GHz 频段的电磁波传播损耗计算, 具体计算方法如下。

设 k_H 和 a_H 为水平方向的回归系数, k_V 和 a_V 为垂直方向的回归系数。由频率 f_c 拟合式^[24]可得

$$k_H = 10^{0.3364e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.274}{0.2916}\right)^2} + 0.752e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.6644}{0.5175}\right)^2} \times 10^{-0.9466e^{-\left(\frac{\lg f_c - 2.8496}{0.4315}\right)^2} + 1.9925 \lg f_c - 4.4123} \quad (3)$$

$$k_V = 10^{0.3023e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.402}{0.2826}\right)^2} + 0.7790e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.6723}{0.5694}\right)^2} \times 10^{-1.0022e^{-\left(\frac{\lg f_c - 2.9400}{0.4823}\right)^2} + 1.9710 \lg f_c - 4.4535} \quad (4)$$

$$a_H = 0.5564e^{-\left(\frac{\lg f_c - 0.7741}{0.4011}\right)^2} + 0.2237e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.4023}{0.3475}\right)^2} - 0.1961e^{-\left(\frac{\lg f_c - 0.5769}{0.2372}\right)^2} - 0.02219e^{-\left(\frac{\lg f_c - 2.2959}{0.2801}\right)^2} - 0.08016 \lg f_c + 0.8993 \quad (5)$$

$$a_V = 0.5463e^{-\left(\frac{\lg f_c - 0.8017}{0.3657}\right)^2} + 0.2158e^{-\left(\frac{\lg f_c - 1.4080}{0.3636}\right)^2} - 0.1693e^{-\left(\frac{\lg f_c - 0.6353}{0.2155}\right)^2} - 0.01895e^{-\left(\frac{\lg f_c - 2.3105}{0.2938}\right)^2} - 0.07059 \lg f_c + 0.8756 \quad (6)$$

则指数 β 和 k 的表达式为

$$\beta = \frac{k_H a_H + k_V a_V + (k_H a_H - k_V a_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau}{2k} \quad (7)$$

$$k = \frac{k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \theta \cos 2\tau}{2} \quad (8)$$

其中, τ 为极化倾角 (水平极化时 $\tau = 0^\circ$, 垂直极化时 $\tau = 90^\circ$, 圆极化时 $\tau = 45^\circ$), θ 为路径仰角。由于海面上地貌比较平坦, 本文设 τ 为 0° (水平极化), θ 为 20° 。

设 kR^β 为传播路线各点的降雨衰减率, 传输距离为 h , 降雨衰减与路线各点降雨衰减率 kR^β 的关系为

$$L_h = \int_0^h kR^\beta dh \quad (9)$$

其中, L_h 为雨衰, R 为降雨概率超过 0.01% 的地区的年平均降雨量, 称为降雨强度。降雨强度可以反映某个地区的描述降雨情况, 用单位时间的降雨深度表示, 单位为 mm/h。根据文献[25], 琼州海峡年平均降雨强度 R 为 74.22 mm/h。综合式(3)~式(9)可以看出, 降雨引起的总衰减 L_h 随着电磁波频率 f_c 的升高和降雨强度 R 的增大而增大。

3.2.2 反射损耗

反射损耗是影响电磁波在海面传播的一个重要因素, 而 SPM 没有考虑反射损耗。在海面电磁波传播的前 5 km, 海面上的信号可以看作由直射波和反射波组成, 采用反射模型^[26]来计算信号的反射损耗, 如图 6 所示。

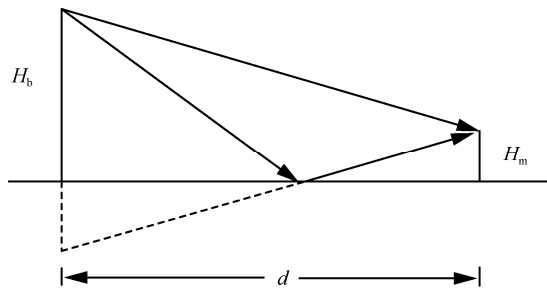


图 6 海面反射模型

设海面为平坦的传播环境, 基站高度为 H_b , 移动台天线高度为 H_m , 基站和移动台间的直线传输距离为 d (沿水平方向), 电磁波波长为 λ , 设 E_r 是接收场强, E_f 是自由空间场强, 令 $E_c = \left| \frac{E_r}{E_f} \right|^2$, 可以得到

$$E_c = \left| \frac{E_r}{E_f} \right|^2 = 2(1 - \cos \Delta\varphi) = 2 \left[1 - \cos \left(\frac{4\pi H_b H_m}{\lambda d} \right) \right] = \left[2 - 2 \cos \left(\frac{4\pi H_b H_m}{\lambda d} \right) \right] \quad (10)$$

由几何知识可得, 反射损耗为

$$L_r = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}{E_c} \right] = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}{2 - 2 \cos \left(\frac{4\pi H_b H_m}{\lambda d} \right)} \right] \quad (11)$$

当 $H_b=200$ m, $H_m=5$ m, $f_c=4\ 000$ MHz 时, 反射衰落损耗仿真曲线如图 7 所示。由图 7 可以看出, 反射模型和 SPM (如图 5 所示) 差异很大, 电磁波在传播的前 15 km 内会出现多个损耗峰值, 并立即回落, 电磁波传输至 15 km 时, 路径损耗为 160 dB 左右, 且达到损耗峰值的次数随着信号传输距离的增大而减小, 如传输前 5 km 内出现 7 个峰值, 在传输 5~15 km 只出现 2 个峰值。这是因为随着基站和移动台距离 d 的增大, 直射与反射的路径差 Δd 不断变小, 反射损耗对于信号传输的影响也越来越小。

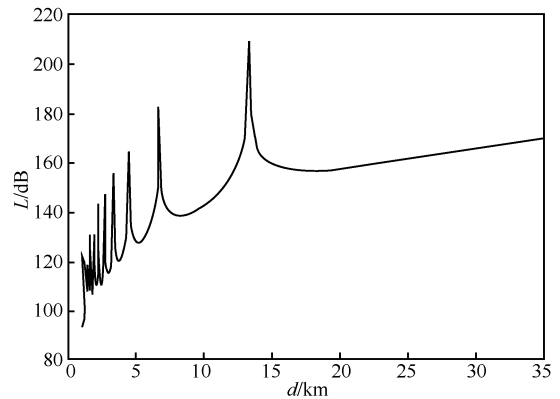


图 7 反射衰落损耗仿真曲线

综上, 在 SPM 的基础上, 加入降雨衰减、反射损耗模型的影响, 得到基于 SPM 的改进模型, 如式(12)所示。

$$L = \begin{cases} L_s + L_h + L_r + a, 0 \leq d \leq 5 \text{ km} \\ L_s + L_h + b, d > 5 \text{ km} \end{cases} \quad (12)$$

其中, L 为海面传播损耗, L_s 为 SPM 传播损耗, L_h 为雨衰, L_r 为反射损耗, a 和 b 为修正参数, d 为基站与移动台的直线距离。当电磁波频率 $f_c=2\ 015$ MHz, $H_b=40$ m, $H_m=1.5$ m 时, SPM 曲线和改进 SPM 仿真曲线分别如图 8 和图 9 所示。从图 8 和图 9 可以看出,

SPM 和改进的 SPM 仿真结果差别较大, 图 9 在传输的前 5 km 内受反射模型影响, 曲线出现很大波动。当传输距离 d 为 5 km 时, SPM 路径损耗为 120 dB 左右, 改进 SPM 为 117 dB 左右; 当传输距离 d 为 35 km 时, SPM 路径损耗为 152 dB 左右, 改进 SPM 路径损耗为 145 dB 左右。

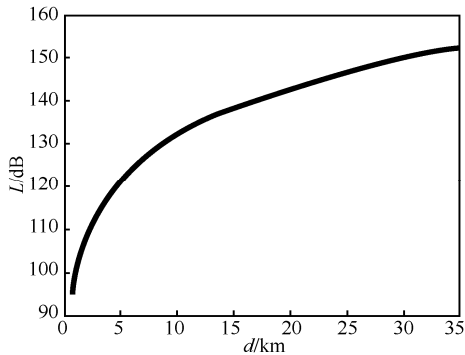


图 8 SPM 仿真曲线

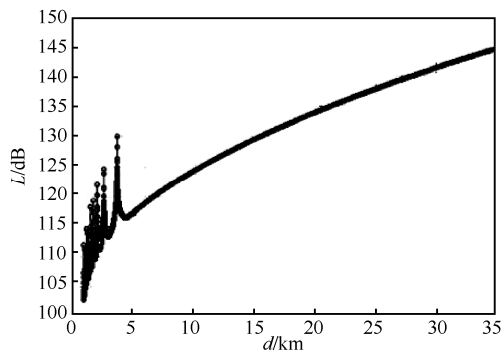


图 9 改进 SPM 仿真曲线

4 海面测试与模型校正

4.1 海面 CW 测试

电磁波传播模型与地形关系密切, 经典传播模型的参数通常会存在误差, 连续波 (CW, continuous wave) 测试数据可以用来校正模型的参数^[27]。CW 测试是传播模型校正的基础, 其测试数据由实际测试点的经纬度和场强组成。通过测试海上某一确定的通信载波频段并和仿真结果进行对比分析, 可保证该频率下的传播模型结果的准确性。

测试设备如下: 发射设备包括信号发射机、功率放大器、发射机天线、连接馈线; 接收设备包括信号接收机、接收机天线、后台分析软件等; 辅助设备包括测试船舶、全向天线支架、车载电源、多孔插座、皮尺、Hub、照相机以及笔记本电脑上相应的测试软件。海上 CW 测试平台如图 10 所示, 测试设备参数如表 4 所示。

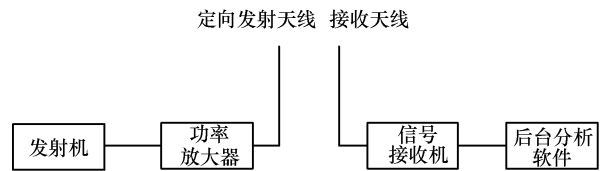


图 10 海上 CW 测试平台

表 4 测试设备参数

项目	参数
发射机	Keysight N9310A
功率放大器	RFGL-1800A
发射天线	全向天线, 增益>10 dBi
接收天线	频率范围: 700~2 700 MHz, 增益: >10 dBi
信号接收机	Keysight N9342C
后台分析软件	Matlab 2016A、Atoll

本文联合大唐移动公司在琼州海峡海面进行 CW 测试, 测试地点从海南省海口市美兰区海甸岛出发, 深入琼州海峡。实际测试电磁波频率 $f_c = 2\ 015\ \text{MHz}$, $H_b = 40\ \text{m}$, $H_m = 1.5\ \text{m}$ 。根据海上 CW 测试的数据, 得到的距离-传输损耗曲线如图 11 所示。由实测数据可以看出, 信号受到反射损耗的影响, 在传播的前 5 km 内波动很大, 当传输距离 $d = 3\ \text{km}$ 左右时, 存在路径损耗峰值, 之后回落; 当传输距离 $d = 5\ \text{km}$ 时, 路径损耗约为 115 dB, 之后趋于稳定上升趋势; 当传输距离 $d = 35\ \text{km}$ 时, 路径损耗最大, 约为 140 dB。

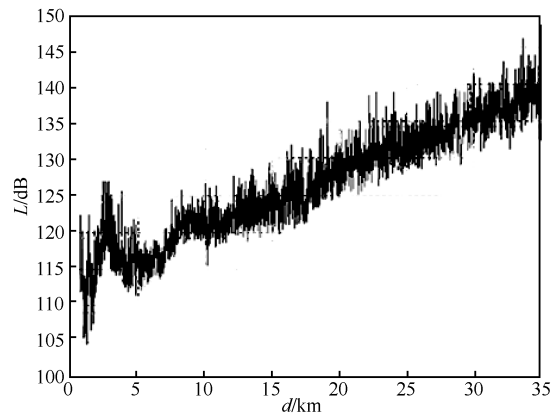


图 11 实测传播损耗数据

4.2 改进 SPM 的校正

4.2.1 基于 WLS 的校正算法

在传播模型的校正过程中, 通常采用 LS (least square) 算法^[28]进行分析校正, 但是经典 LS 算法需要满足总体回归函数中的随机误差项必须有相同的方差。但是在实测数据中, 随机误差项 e_i 的方差是不同的, 因此要对每一个随机误差项进行加权估计。

WLS (weighted least squares) 算法^[29]是加权最小二乘法, 其最小方差表达式如式(13)所示。

$$J = \sum_{i=1}^N w_i e_i^2 = \sum_{i=1}^N w_i (y_i - \hat{y}_i)^2 = \sum_{i=1}^N w_i (y_i - \hat{\beta}_i x_i)^2 = (Y - \hat{\beta}X)^T W (Y - \hat{\beta}X) \quad (13)$$

WLS 算法根据测试数据的可靠性不同, 给每一个数据分配不同的权重, 因此该算法比经典 LS 算法具有更高的精度。利用 CW 测试的数据, 通过 WLS 算法对改进 SPM 传播损耗式, 得到预测模型与实测数据的误差值 e_i , 设 $w_i = \frac{1}{e_i^2}$ 为权重变量, y_i 的测量精度越高 w_i 越大, 反之则 w_i 越小。利用该方法可以校正传播模型的参数, 使其模型曲线和 CW 数据更加吻合。

根据 WLS 的原理, 提出一个基于 WLS 算法的 SPM 校正算法, 由式(1)可知, 对于不同区域的地貌特性, 需要对参数 $A_1 \sim A_7$ 进行校正, 以符合本地区的传播环境。

设

$$c_1 = A_1 + A_3 \lg H_b + A_4 \text{diffraction} + A_6 H_m + A_7 \text{clutter} \quad (14)$$

$$c_2 = A_2 + A_5 \lg H_b \quad (15)$$

则

$$\hat{L}_s = c_1 + c_2 \lg d \quad (16)$$

设 K 表示加权的残差平方和, 可得

$$K = \sum_{i=1}^N w_i (\hat{e}_i)^2 = \sum_{i=1}^N w_i (L_s - \hat{L}_s)^2 = \sum_{i=1}^N w_i [L_s(i) - c_1 - c_2 \lg d_i]^2 \quad (17)$$

要使加权的残差平方和最小, 则

$$\begin{cases} \frac{\partial K}{\partial c_1} = 2 \sum_{i=1}^N w_i [L_s(i) - c_1 - c_2 \lg d_i](-1) = 0 \\ \frac{\partial K}{\partial c_2} = 2 \sum_{i=1}^N w_i [L_s(i) - c_1 - c_2 \lg d_i] [-\lg d_i] = 0 \end{cases} \quad (18)$$

利用矩阵法可得

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N w_i & \sum_{i=1}^N w_i \lg d_i \\ \sum_{i=1}^N w_i \lg d_i & \sum_{i=1}^N w_i [\lg d_i]^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N w_i L_s(i) \\ \sum_{i=1}^N w_i L_s(i) \lg d_i \end{bmatrix} \quad (19)$$

由式(19)可求出 c_1 和 c_2 的值, 由于 $\lg H_b$ 、 diffraction 、 H_m 、 clutter 是固定值, 因此其对应的系数 $A_3 \sim A_7$ 保持原始值不变, 故可以求出 A_1 和 A_2 的值。

令

$$T_1 = A_3 \lg H_b + A_4 \text{diffraction} + A_6 H_m + A_7 \text{clutter} \quad (20)$$

$$T_2 = A_5 \lg H_b \quad (21)$$

故 SPM 可以表示为

$$L_s = A_1 + A_2 \lg d + A_3 \lg H_b + A_4 \text{diffraction} + A_5 \lg d \lg H_b + A_6 H_m + A_7 \text{clutter} = c_1 - T_1 + (c_2 - T_2) \lg d + A_3 \lg H_b + A_4 \text{diffraction} + A_5 \lg d \lg H_b + A_6 H_m + A_7 \text{clutter} \quad (22)$$

其中, $c_1 - T$ 是校正后的 A_1 , $c_2 - T_2$ 是校正后的 A_2 , 该校正方法的计算精度要好于 LS 算法, 且复杂度低。海面的地貌较为平坦, 可以视为开阔地, 因此参数 clutter 对电磁波传播影响可以忽略。

4.2.2 改进模型的校正

根据第 4.2.1 节的校正算法, 使用 Matlab 2016a 软件, 其校正的图形界面如图 12 所示。将 CW 测试数据导入 Matlab, 设置 H_b 、 $A_3 \sim A_7$ 、 diffraction 等参数, 通过校正计算, 系数 A_1 和 A_2 的校正值会出现在图 12 对应的窗口。

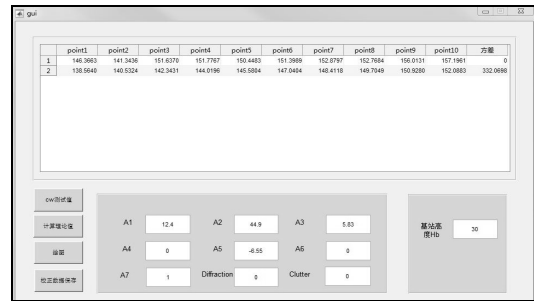


图 12 传播模型校正界面

系数校正后得到的 SPM 模型曲线和改进 SPM 曲线分别如图 13 和图 14 所示。将图 13 和图 14 的仿真结果与系数未校正的图 8 和图 9 对比, 可以看出路径损耗曲线发生了明显变化。SPM 在传输距离为 5 km 时, 校正前 (如图 8 所示) 路径损耗约为 120 dB, 校正后 (如图 13 所示) 路径损耗约为 103 dB; 在传输距离为 35 km 时, 校正前 (如图 8 所示) 路径损耗约为 152 dB, 校正后 (如图 13 所示) 路径损耗约为 129 dB。改进 SPM 在传输距离约为 5 km 时, 校正前 (如图 9 所示) 路径损耗约为 117 dB; 校正后 (如图 14 所示) 路径损耗约为 110 dB; 在传输距离为 35 km

时, 校正前 (如图 9 所示) 路径损耗约为 145 dB, 校正后 (如图 14 所示) 路径损耗约为 132 dB。

5 路径损耗仿真与覆盖仿真

5.1 路径损耗仿真

将校正前的 SPM 和改进模型以及校正后的

SPM 和改进模型与 CW 数据对比, 分别如图 15(a)~图 15(d)所示。从图 15 可以看出, 校正后的改进模型与实测数据的曲线更符合, 但是修正参数 a 和 b 的值设置不准确, 导致其在传输相同距离时路径损耗值有差异。经多次调整仿真, 当修正参数 $a=b=5$ 时, 改进模型与 CW 数据对比如图 15(e)所示, 可

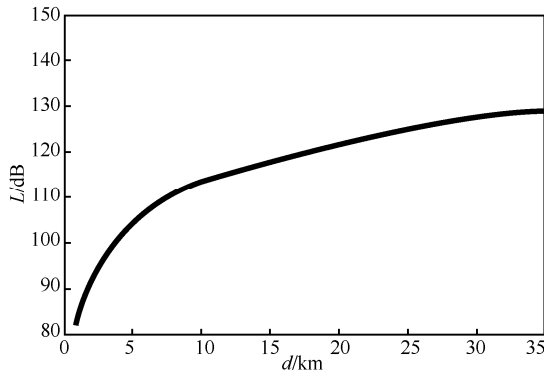


图 13 系数校正后的 SPM 仿真曲线

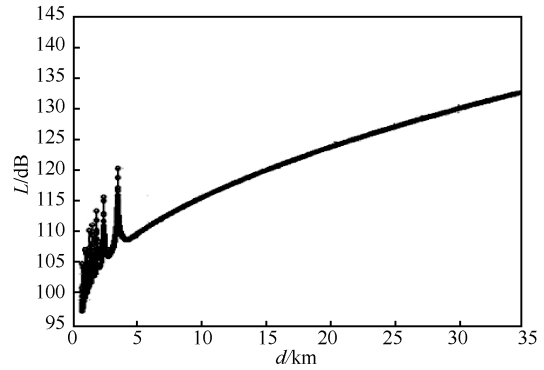
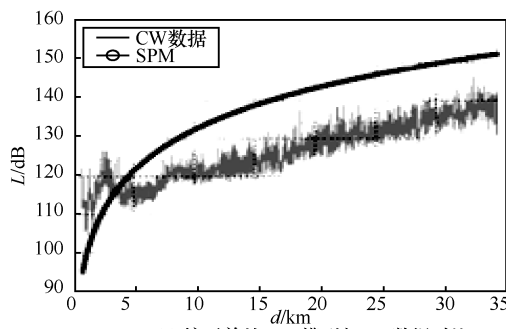
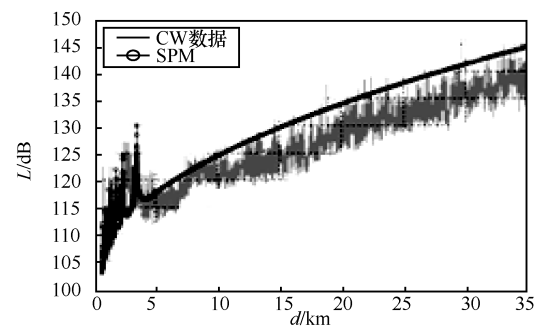


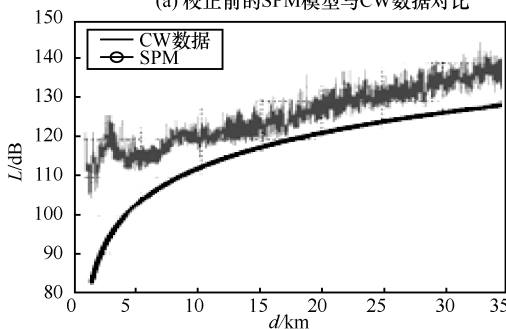
图 14 系数校正后的改进 SPM 仿真曲线



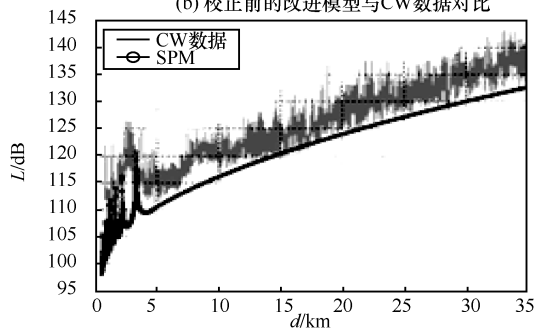
(a) 校正前的SPM模型与CW数据对比



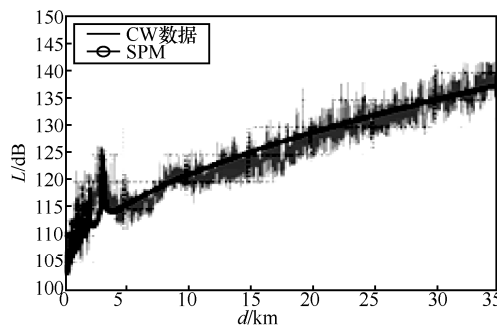
(b) 校正前的改进模型与CW数据对比



(c) 校正后的SPM模型与CW数据对比



(d) 校正后的改进模型与CW数据对比



(e) 修正参数后的改进模型与CW数据对比

图 15 不同模型与 CW 数据对比

以看出，该模型曲线与 CW 测试数据较符合，可以用于琼州海峡电磁波路径损耗的预测。

5.2 链路级仿真与覆盖仿真

链路预算 (link budget) 是在满足通信要求的前提下，通过对信号传播过程中的各种参数和损耗计算，得出传播过程中的最大损耗。根据校正后的传播模型得到基站的覆盖范围，并对系统的覆盖能力进行估计^[30]。

NB-LoT 上行链路预算如式(23)所示。

$$L_{UL} = P_{UE} + G_{a_{BS}} + G_{a_{UE}} - L_{f_{BS}} - M_f - M_i - L_p - L_b - S_{BS} \quad (23)$$

NB-LoT 下行链路预算如式(24)所示。

$$L_{DL} = P_{BS} + G_{a_{BS}} + G_{a_{UE}} - L_{f_{BS}} - M_f - M_i - L_p - L_b - S_{UE} \quad (24)$$

其中，各参数的意义如表 5 所示，链路预算参数值如表 6 所示。

NB-LoT 的部署方式采用 stand-alone，将各参数值代入上下行链路预算式(23)和式(24)，分别得到上行和下行最大传输损耗结果，如表 6 所示。由链路预算结果可知，NB-LoT 网络由于受到上行 NPUSCH 信道限制，最大允许路径损耗为 133.1 dB。将最大允许路径损耗数值代入校正

后的改进 SPM 式(22)中，可以求得最大覆盖半径为 26.8 km。

表 5 链路预算参数意义

参数	意义	单位
L_{UL}	上行链路最大传播损耗	dB
L_{DL}	下行链路最大传播损耗	dB
P_{UE}	移动台最大发射功率	dBm
P_{BS}	基站最大发射功率	dBm
$G_{a_{BS}}$	基站天线增益	dB
$G_{a_{UE}}$	移动台天线增益	dB
$L_{f_{BS}}$	馈线损耗	dB
M_f	阴影衰落余量 (与传播环境有关)	dB
M_i	干扰余量 (与系统设计容量有关)	dB
L_p	建筑物穿透损耗	dB
L_b	人体损耗	dB
S_{BS}	基站接收机灵敏度 (与多径传输有关)	dBm
S_{UE}	移动台接收机灵敏度 (与多径传输有关)	dBm

链路级仿真参数如表 6 所示，导频和调制解调方式 (OFDM) 均和 LTE 系统一致，调制方式为 BPSK。NB-LoT 占用带宽为 180 kHz，设本次仿

表 6 链路预算参数值

参数	参数值				
	NB-LoT stand-alone 上行		NB-LoT stand-alone 下行		
物理信道	NPUSCH	NPRACH	NPBCH	NPDCCH	NPDSCH
传输速率/(kbit·s ⁻¹)	15.0	N/A	N/A	N/A	8.5
天线数	2T2R	2T2R	2T2R	4T4R	4T4R
发射功率/dBm	23	23	43	43	43
子载波带宽/kHz	15	3.75	15	15	15
子载波数	12	1	12	12	12
占用带宽/kHz	180	3.75	180	180	180
馈线损耗/dB	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
天线增益/dBi	15	15	15	15	15
接收机灵敏度/dBm	-151.0	-151.0	-135.3	-131.8	-132.7
阴影衰落余量/dB	11.6	11.6	11.6	11.6	11.6
干扰余量/dB	2	2	5	5	5
建筑物穿透损耗/dB	11	11	11	11	11
人体损耗/dB	0	0	0	0	0
最大允许路径损耗/dB	133.1	134.0	136.9	134.3	136.0
覆盖半径/km	26.8	26.9	32.5	29.6	31.2

真 NB-IoT 终端数量最大为 100，仿真结果如图 16~图 18 所示。

图 16 表示在终端数为 20 的情况下，块错误率 (BLER, block error ratio) 和信噪比 (SNR, signal-noise ratio) 之间的关系。结果表明，随着接收 SNR 的增加，BLER 降低 (即信道传输条件更好)。并且随着传输带宽的增加，在相同 SNR 的情况下，BLER 降低。图中 Tx time 表示发送时间。

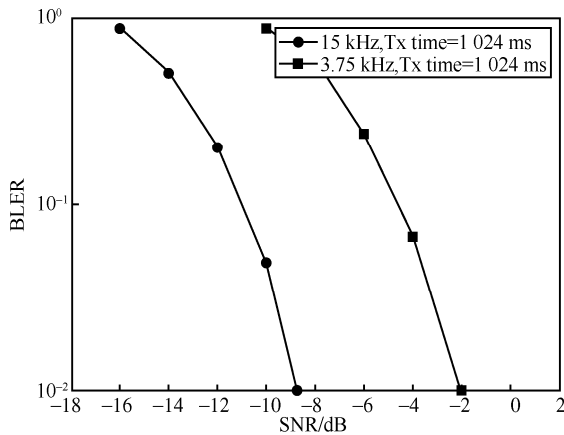


图 16 不同带宽下 BLER 和 SNR 的关系

图 17 表示在具有不同数量的调制与编码策略 (MCS, modulation and coding scheme) 和资源单元 (RU, resource unit) 的情况下，SNR 与重复次数之间的关系。结果表明，当提高重复次数时，可以正确地解码具有更差信道传输条件的信息 (SNR 更低)。此外，还可以看到，当 MCS 数量一定时，增加 RU 数量，SNR 随之降低；当 RU 数量一定时，增加 MCS 数量，SNR 随之提高。

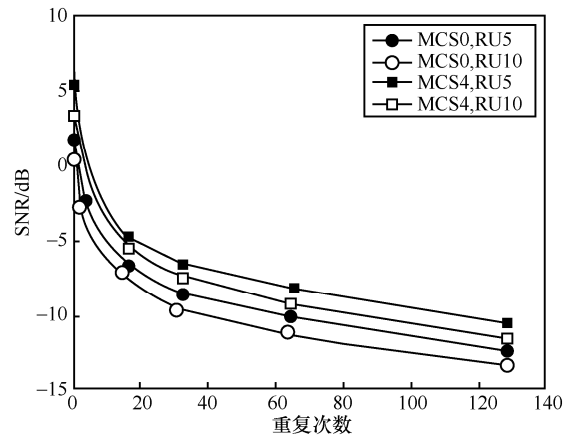


图 17 不同数量 RU 下 SNR 和重复次数的关系

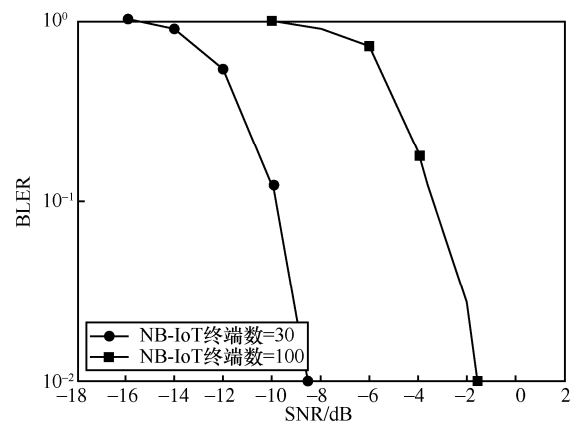


图 18 不同终端数量下 BLER 和 SNR 的关系

图 18 表示在不同终端数量的情况下，BLER 与 SNR 的关系。可以看到，在相同 SNR 情况下，随着接入终端数量的增加，BLER 升高 (即信道传输条件更差)。但是在终端数量为 100 且 SNR 接近 -2 dB 时，BLER 低于 10⁻¹，依然可以正常传输数据，满足琼州海峡 NB-IoT 覆盖需求。

根据覆盖区域的特点，使用目前海南海口和广东徐闻现有的 4 个基站实现对琼州海峡的 NB-IoT 覆盖。利用 FORSK 公司的 Atoll 软件对琼州海峡进行模拟覆盖仿真，基站经纬度、方位角等信息如表 7 所示，电磁波频率设为 2 015 MHz，基站天线为全向 MIMO (4×4) 天线，挂高 50 m。图 19 为琼州海峡基站最优覆盖。设置信号场强阈值为 -95 dBm，信号场强覆盖如图 20 所示，图 20 中 Legend 窗口为信号场强区域图例，场强覆盖统计结果如表 8 所示。从表 8 可以看出，当基站信号覆盖强度为 -90 dBm 时，覆盖面积为总

表 7 规划基站信息

编号	基站名称	经度	纬度	方位角
1	秀英港基站	110.276°	20.024 9°	350°
2	海安港基站	110.215°	20.271 4°	170°
3	南港基站	110.156°	20.060 9°	350°
4	北港基站	110.126°	20.231 0°	170°

面积的 96.05%；当基站信号覆盖强度为-95 dBm 时，覆盖面积为总面积的 99.91%，可以满足海上通信需求。

236 kbit/s，有效传输速率为 200 kbit/s，终端上下行速率均满足 NB-IoT 通信需求。

通过链路级仿真和覆盖仿真，结果表明规划的 4 个基站可以满足对琼州海峡的覆盖要求，实现对来往船只的监管。

6 结束语

本文针对电磁波海上传播的特点，在 SPM 的基础上提出一种改进的海面传播模型，同时提出一种基于 WLS 算法的模型校正算法，利用琼州海峡海面 CW 测试数据对传播模型参数进行校正。基于校正后的传播模型，利用海南海口和广东徐闻现有的 4 个基站对琼州海峡 NB-IoT 覆盖进行路径损耗仿真、链路级仿真和覆盖仿真，结果表明利用规划的 4 个基站可以完成对琼州海峡的覆盖，并且覆盖信号较强，可以有效地解决海事部门对来往船只的监管需求，对于 NB-IoT 网络实际部署具有指导意义。

参考文献：

- [1] OSSEIRAN A, BOCCARDI F, BRAUN V, et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 26-35.
- [2] FETTWEIS G P. A 5G wireless communications vision[J]. Microwave Journal, 2012, 55(12): 24-36
- [3] WANG J, WANG Y. Research on spectrum resource allocation based on cognition in LTE system[C]//International Conference on Computational Science and Engineering. IEEE, 2017:273-276.
- [4] 3GPP. Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput cellular internet of things: TR 45.820[S]. 3rd Generation Partnership Project, 2015.
- [5] OH S M, SHIN J S. An efficient small data transmission scheme in the 3GPP NB-IoT system[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3):660-663.
- [6] CHEN M, MIAO Y, HAO Y, et al. Narrow band internet of things[J]. IEEE Access, 2017, PP(99):1.
- [7] 邹玉龙, 丁晓进, 王全全. NB-IoT 关键技术及应用前景[J]. 中兴通讯技术, 2017, 23(1): 43-46.
ZOU Y L, DING X J, WANG Q Q. Key technologies and application prospect for NB-IoT[J]. ZTE Technology Journal, 2017, 23(1): 43-46.
- [8] 何小丹, 宋磊. 基于速率需求的 NB-IoT 上行覆盖性能[J]. 电信科学, 2016, 32(S1):149-156.
HE X D, SONG L. NB-IoT uplink coverage performance based on rate requirement[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(S1): 149-156.
- [9] BEYENE Y D, JANTTI R, RUTTIK K, et al. On the performance of narrow-band internet of things (NB-IoT)[C]// Wireless Communications and NETWORKING Conference. IEEE, 2017:1-6.
- [10] LAURIDSEN M, KOVACS I Z, MOGENSEN P, et al. Coverage and capacity analysis of LTE-M and NB-IoT in a rural area[C]// Vehicular

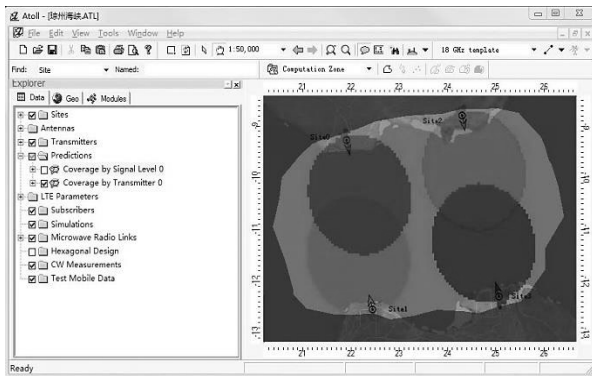


图 19 琼州海峡基站最优覆盖

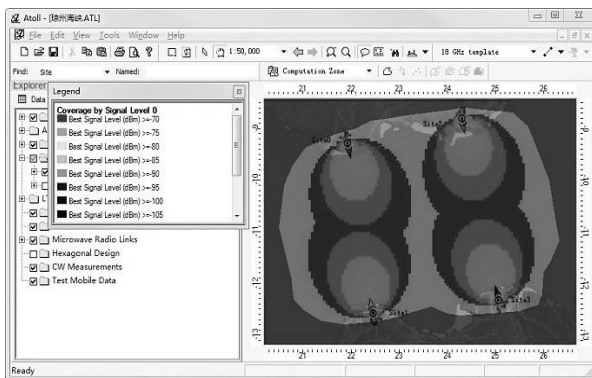


图 20 琼州海峡信号场强覆盖

表 8 信号场强覆盖统计结果

项目	面积/km ²	覆盖区域
Coverage by Signal Level 0	408.113	100.00%
Best Signal Level ≥ -70 dBm	25.089	6.15%
Best Signal Level ≥ -75 dBm	114.890	28.15%
Best Signal Level ≥ -80 dBm	219.475	53.77%
Best Signal Level ≥ -85 dBm	313.421	76.80%
Best Signal Level ≥ -90 dBm	391.977	96.05%
Best Signal Level ≥ -95 dBm	407.737	99.91%
Best Signal Level ≥ -100 dBm	408.113	100.00%
Best Signal Level ≥ -105 dBm	408.113	100.00%

设置 NB-IoT 终端数量为 100，移动速度为 30 km/h（约为航速 16 节），设置最大上下行速率为 250 kbit/s，最小上下行速率为 2.2 kbit/s。对网络进行 MonteCarlo 仿真，仿真结果如下：终端连通率为 100%，终端最大上行传输速率为 231 kbit/s，有效传输速率为 189 kbit/s；终端最大下行传输速率为

- Technology Conference. IEEE, 2017:1-5.
- [11] MEDEISIS A, KAJACKAS A. On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas[C]// Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000.IEEE, 2000:1815-1818.
- [12] SINGH Y. Comparison of Okumura, Hata and COST-231 models on the basis of path loss and signal strength[J]. International Journal of Computer Applications, 2013, 59(11):37-41.
- [13] DALELA C. Tuning of cost-231 hata model for radio wave propagation predictions[C]//International Conference on Computer Science, Engineering and Applications. 2012:255-267.
- [14] MARTINEZ Z O N, RODRIGUEZ C, ARIAS O M. Propagation characteristics of managua city based on standard propagation model (SPM) at 850 MHz for 3G-WCDMA systems[C]//Central America and Panama Convention. IEEE, 2014: 1-6.
- [15] 王祖良, 樊文生, 郑林华. 海面电波传播损耗模型研究与仿真[J]. 电波科学学报, 2008, 23(6):1095-1099.
WANG Z L, FAN W S, ZHENG L H. Research and simulation of sea wave propagation loss model[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(6): 1095-1099.
- [16] 徐红艳, 尉明明, 冯玉珉. 海上移动通信预测模型的选择[J].北京交通大学学报, 2005(2):65-68.
XU H Y, YAN M M, FENG Y X. The choice of forecasting model for maritime mobile communication[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2005(2):65-68.
- [17] 刘爱国, 察豪. 海上蒸发波导条件下电磁波传播损耗实验研究[J]. 电波科学学报, 2008, 23(6): 1199-1203.
LIU A G, CHA H. Experimental study on electromagnetic wave propagation loss under the condition of offshore evaporation waveguide[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(6): 1199-1203.
- [18] 邵立杰. AIS 海上电波传播模型研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2014.
SHAO L J. Research on ais maritime wave propagation model [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2014.
- [19] 张利军, 王红光, 康士峰, 等. 近海面电波传播试验与损耗模型分析[J]. 微波学报, 2017, 33(1):86-90.
ZHANG L J, WANG H G, KANG S F, et al. Analysis of near-surface radio wave propagation test and loss model[J]. Journal of Microwaves, 2017, 33(1): 86-90.
- [20] POPOOLA S I, ATAYERO A A, FARUK N, et al. Standard propagation model tuning for path loss predictions in built-up environments[C]//International Conference on Computational Science and Its Applications. 2017: 363-375.
- [21] 陈星. TVWS 频段的 SPM 模型海上传播校正研究[D]. 海口: 海南大学, 2016.
CHEN X. Research on SPM model sea propagation correction in TVWS band [D]. Haikou: Hainan University, 2016.
- [22] CAPSONI C, LUINI L, PARABONI A, et al. A New Prediction Model of Rain Attenuation That Separately Accounts for Stratiform and Convective Rain[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2009, 57(1):196-204.
- [23] BENFORD J, SWEGLE J A, SCHAMILOGLU E. High power microwaves[M]. Boca Raton: CRC Press, 2015.
- [24] ITU. Specific attenuation model for rain in prediction methods: RP. 838-2.[S]. International Technological University, 2005.
- [25] 韩湘逸. 台风特征参数及风雨联合概率模型研究[D]. 湘潭: 湖南科技大学, 2015.
HAN X Y. Study on typhoon characteristic parameters and wind and rain joint probability model[D]. Xiangtan: Hunan University of Science and Technology, 2015.
- [26] SHIFENG K, HONGGUANG W. Analysis of microwave oven-the-horizon propagation on the sea[C]//Microwave Conference APMC 2009. IEEE, 2009:1545 - 1548.
- [27] 高鹏, 周胜, 涂国防. 一种基于路测数据的传播模型校正方法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2010, 38(03): 72-75.
GAO P, ZHOU S, TU G F. A method for correcting propagation model based on road test data[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology(Natural Science), 2010, 38(03): 72-75.
- [28] LI X. RSS-based location estimation with unknown pathloss model[M]. IEEE Press, 2006.
- [29] 罗炬锋, 付耀先, 王营冠. 基于 RSSI 测距的 WLS 定位算法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2011, 39(11):34-38.
LUO J F, FU Y X, WANG Y G. WLS location algorithm based on RSSI ranging[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology(Natural Science), 2011, 39(11): 34-38.
- [30] KOVACS I Z, MOGENSEN P, LAURIDSEN M, et al. LTE IoT link budget and coverage performance in practical deployments[C]// International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. IEEE, 2017:1-6.

[作者简介]



胡正 (1991-), 男, 安徽黄山人, 法国勃艮第大学研究助理, 主要研究方向为海洋通信、5G 通信技术、数字信号处理。



陈褒丹 (1962-), 男, 海南海口人, 海南大学高级工程师, 主要研究方向为海上通信、电视与通信信号处理、南海无线电频谱测量等。

任佳 (1981-), 男, 新疆哈密人, 博士, 海南大学教授, 主要研究方向为网络通信、人工智能与机器学习。

樊雨沛 (1993-), 女, 山西运城人, 海南大学硕士生, 主要研究方向为海上通信。

汪炼 (1996-), 男, 湖北黄冈人, 海南大学硕士生, 主要研究方向为嵌入式与智能系统。